



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of :
Hideo MATSUSHIRO et al. : **Confirmation No. 8319**
Serial No. 10/809,485 : **Attn: BOX MISSING PARTS**
Filed March 26, 2004 : **Attorney Docket No.2004_0487A**
AN INVERTER CONTROL DEVICE FOR :
DRIVING A MOTOR AND AN AIR :
CONDITIONER :

CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 USC 119

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

THE COMMISSIONER IS AUTHORIZED
TO CHARGE ANY DEFICIENCY IN THE
FEES FOR THIS PAPER TO DEPOSIT
ACCOUNT NO. 23-0975

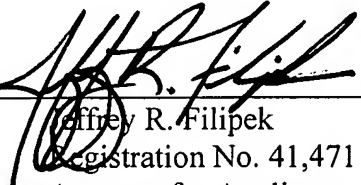
Sir:

Applicants in the above-entitled application hereby claim the date of priority under the International Convention of Japanese Patent Application No. 2003-088439, filed March 27, 2003, and Japanese Patent Application No. 2004-054287, filed February 27, 2004, as acknowledged in the Declaration of this application.

Certified copies of said Japanese Patent Applications are submitted herewith.

Respectfully submitted,

Hideo MATSUSHIRO et al.

By 
Jeffrey R. Filipek
Registration No. 41,471
Attorney for Applicants

JRF/fs
Washington, D.C. 20006-1021
Telephone (202) 721-8200
Facsimile (202) 721-8250
June 30, 2004

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 3 月 2 7 日
Date of Application:

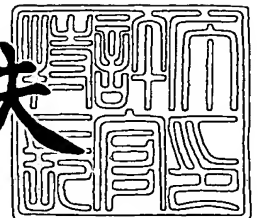
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 8 8 4 3 9
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 8 8 4 3 9]

出 願 人 松下電器産業株式会社
Applicant(s):

2 0 0 4 年 2 月 2 0 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 1 1 9 0 1

【書類名】 特許願

【整理番号】 2583040231

【提出日】 平成15年 3月27日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48
H02M 7/523
H02P 7/00
H02P 7/622 302

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 松城 英夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 河地 光夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 杉本 智弘

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 インダクションモータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出する P N 電圧検出手段と、前記インバータの直流電圧基準値を決定する直流電圧基準値演算手段と、前記直流電圧基準値を前記直流電圧検出値で除算することにより P N 電圧補正係数を導出し、前記直流電圧値が前記直流電圧基準値以上の場合において、前記 P N 電圧補正係数に 1 を設定する第 1 のモードと、前記直流電圧基準値を前記直流電圧検出値で除算することにより得られた結果をそのまま設定する第 2 のモードを有する P N 電圧補正手段と、前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と前記 P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段とを備えたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 2】 直流電圧基準値演算手段で決定される直流電圧基準値は、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に応じて可変とすることを特徴とする、請求項 1 に記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 3】 インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、前記共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内で前記インバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避することを特徴とする、請求項 1 ～ 2 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 4】 小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の 40 倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項 1～3 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 5】 インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することを特徴とする、請求項 1～4 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 6】 予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定することを特徴とする、請求項 1～5 いずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 7】 交流電力を直流電力に変換するコンバータ装置と、前記コンバータ装置で変換された直流電力を可変電圧・可変周波数の交流電力に変換して圧縮機駆動モータに供給するインバータ装置とを備えた空気調和機において、前記インバータ装置として請求項 1～6 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を用いることを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

汎用インバータなどで用いられている一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置として、図 17 に示すような V/F 制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置がよく知られている（例えば、非特許文献 1 参照）。

【0003】

図 17 において、主回路は直流電源装置 113 と、インバータ 3 とインダクシ

ンモータ 4 とから構成されており、直流電源装置 113 については、交流電源 1 と、整流回路 2 と、インバータ 3 の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ 112 と、交流電源 1 の力率改善用リアクタ 111 から構成されている。

【0004】

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ 4 の速度指令 W^* に基づいてインダクションモータ 4 に印加するモータ電圧値を決定する V/F 制御パターン 13 と、 V/F 制御パターン 13 から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ 4 の各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段 14 と、モータ電圧指令作成手段 14 から作成された各相電圧指令値に基づいてインバータ 3 の PWM 信号を生成する PWM 制御手段 18 から構成されている。

【0005】

なお、一般的な V/F 制御パターン 13 の一例を図 18 に示す。

【0006】

図 18 に示すように速度指令 W^* に対してインダクションモータ 4 に印加するモータ電圧値が一義的に決定するような構成となっている。一般的には、速度指令 W^* とモータ電圧値の値をテーブル値としてマイコン等の演算装置のメモリに記憶させ、テーブル値以外の速度指令 W^* に対してはテーブル値から線形補間することでモータ電圧値を導出している。

【0007】

ここで、交流電源 1 が 220 V（交流電源周波数 50 Hz）、インバータ 3 の入力が 1.5 kW、平滑コンデンサ 112 が 1500 μ F のとき、力率改善用リアクタ 111 が 5 mH および 20 mH の場合における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を図 19 に示す。図 19 は IEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ 111 が 5 mH の場合には特に第 3 高調波成分が IEC 規格のそれを大きく上回っているが、20 mH の場合には 40 次までの高調波成分において IEC 規格をクリアしていることがわかる。

【0008】

そのため特に高負荷時においても IEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ 111 のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコストUPを招くという不都合があった。

【0009】

そこで、力率改善用リアクタ 111 のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図 20 に示すような直流電源装置が提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

【0010】

図 20 において、交流電源 1 の交流電源電圧を、ダイオード D1～D4 をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力をリアクトル L_{in} を介して中間コンデンサ C に充電し、この中間コンデンサ C の電荷を平滑コンデンサ CD に放電して、負荷抵抗 R_L に直流電圧を供給する。この場合、リアクトル L_{in} の負荷側と中間コンデンサ C を接続する正負の直流電流経路にトランジスタ Q1 を接続し、このトランジスタ Q1 をベース駆動回路 G1 で駆動する構成となっている。

【0011】

また、ベース駆動回路 G1 にパルス電圧を印加するパルス発生回路 I1、I2 と、ダミー抵抗 R_{dm} とをさらに備えており、パルス発生回路 I1、I2 は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサ C の両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗 R_{dm} にパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

【0012】

ここで、パルス発生回路 I1 は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生 I2 は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

【0013】

なお、トランジスタ Q1 をオン状態にしてリアクトル L_{in} に強制的に電流を

流す場合、中間コンデンサCの電荷がトランジスタQ1を通して放電することのないように逆流防止用ダイオードD5が接続され、さらに、中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電する経路に、逆流防止用ダイオードD6と、平滑効果を高めるリアクトルLdcが直列に接続されている。

【0014】

上記の構成によって、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタQ1をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

【0015】

【非特許文献1】

インバータドライブハンドブック（インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995年初版、日刊工業新聞社刊）661～711頁、

【特許文献1】

特開平9-266674号公報

【0016】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサCDとリアクトルLin（特許文献1では1500 μ F、6.2mH時のシミュレーション結果について記載されている）とを依然として有したままであり、さらに中間コンデンサCとトランジスタQ1とベース駆動回路G1とパルス発生回路I1、I2とダミー抵抗Rdmと逆流防止用ダイオードD5、D6と平滑効果を高めるリアクトルLdcとを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコストUPを招くという課題を有していた。

【0017】

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、インバータの直流電圧基準値を決定する直流電圧基準値演算手段と、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧値が直流電圧基準値以上の場合において、PN電圧補正係数に1を設定する第1のモードと、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することにより得られた結果をそのまま設定する第2のモードを有するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段とを備えるものである。

【0019】

上記の構成によって、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらに交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能となる。

【0020】

また、直流電圧基準値演算手段で決定される直流電圧基準値は、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に応じて可変とするものである。

【0021】

上記の構成によって、更なる交流電源電流の高調波成分抑制を図ることが可能となる。

【0022】

また、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するものである。

【0023】

上記の構成によって、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

【0024】

また、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するものである。

【0025】

上記の構成によって、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能である。

【0026】

また、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定するものである。

【0027】

上記の構成によって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

【0028】

また、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定するものである。

【0029】

上記の構成によって、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能と

なり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

【0030】

【発明の実施の形態】

以下本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

【0031】

(実施の形態1)

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図1に示す。図1において、主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ2と、2mH以下の小容量リアクタ11と、100 μ F以下の小容量コンデンサ12と、直流電力を交流電力に変換するインバータ3と、インバータ3により変換された交流電力により駆動するインダクションモータ4から構成されている。

【0032】

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 W^* に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン13と、V/F制御パターン13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4の各相電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段14と、インバータ3の直流電圧値を検出するPN電圧検出手段15と、直流電圧基準値演算手段19で決定されたインバータ3の直流電圧基準値とPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段16と、モータ電圧指令作成手段14から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段16の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の電圧補正を行ないインダクションモータ4のモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段17と、モータ電圧指令補正手段17から作成されたモータ電圧指令補正值に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段18から構成されている。

【0033】

なお、V/F制御パターン13については、上述の従来技術にて説明してい

るのでここでは説明を省略する。(図15のV/F制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置)

以下、具体的な方法について説明する。

【0034】

モータ電圧指令作成手段14では式(1)で表される演算により各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を作成する。

【0035】

【式1】

$$\begin{cases} V_u^* = V_m \sin \theta_1 \\ V_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \\ V_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad \text{..... (1)}$$

ここで、 V_m はV/F制御パターン13から決定されるモータ電圧値であり、 θ_1 は式(2)で表されるように速度指令 W^* を時間積分することで導出する。

【0036】

【式2】

$$\theta_1 = \int W^* dt \quad \text{..... (2)}$$

また、図2は本発明に係るPN電圧補正手段16の第1のモードを示した図で、PN電圧補正手段16では直流電圧基準値演算手段19で決定されたインバータ3の直流電圧基準値 V_{pn0} とPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値 v_{pn} を用いて式(3)のようにPN電圧補正係数 k_{pn} を導出する。

【0037】

【式 3】

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0} / v_{pn} & (0 < v_{pn} \leq V_{pn0}) \dots\dots\dots (4) \\ 1 & (v_{pn} > V_{pn0}) \end{cases}$$

ここで、 k_{pn_max} は予め設定されたPN電圧補正係数の最大値である。

【0038】

また、図3は本発明に係るPN電圧補正手段16の第2のモードを示した図で、式(4)のようにPN電圧補正係数 k_{pn} を導出する。

【0039】

【式 4】

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0} / v_{pn} & (0 < v_{pn} \leq V_{pn0}) \dots\dots\dots (4) \end{cases}$$

また、モータ電圧指令補正手段17では各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とPN電圧補正係数 k_{pn} を用いて式(5)のようにモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* を導出する。

【0040】

【式 5】

$$\begin{cases} v_{uh}^* = k_{pn} \cdot v_u^* \\ v_{vh}^* = k_{pn} \cdot v_v^* \dots\dots\dots (5) \\ v_{wh}^* = k_{pn} \cdot v_w^* \end{cases}$$

以上により、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となる

ようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

【0041】

ここで、PN電圧補正手段16の第1のモードと第2のモードについてさらに詳しく説明する。

【0042】

インダクションモータの出力トルクはモータ印加電圧の2乗に比例することが一般的に知られており（例えば、「インバータドライブハンドブック」の33頁を参照、インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995年初版、日刊工業新聞社発行）、インダクションモータの限界負荷耐量不足を回避するにはモータ印加電圧の確保が必要となる。

【0043】

よって、インダクションモータ4の安定した駆動の維持を図るために、直流電圧検出値 v_{pn} が直流電圧基準値 V_{pn0} よりも大きい区間ではPN電圧補正係数 k_{pn} を1に固定するPN電圧補正手段16の第1のモードによって、モータ印加電圧の減少を防ぎ、出力トルクを確保する。

【0044】

図4は本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置において、速度指令 W^* が100Hz付近である時の動作結果である。図4の中の期間Aについて注目すると、この期間ではインバータ3の直流電圧 V_{pn} が落ち込んだ結果、W相のモータ電流 I_w が本来点線で示すように正の方向でなければならないのに対し、負の方向に流れている。この時、図5に示すような回生方向の電流が流れ、交流電源電流 I_{ac} が流れない状態になり、この状態が続くと3次高調波成分が増大することになる。

【0045】

この3次高調波成分の増大を防ぐべく、速度指令 W^* が100Hz付近である場合にはPN電圧補正手段16の第2のモードにてPN電圧補正係数 k_{pn} を求め、式(5)のようにモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* を導出する。

【0046】

図6は速度指令 W^* が100Hz付近においてPN電圧補正手段16の第1のモードと第2のモードの動作を模式的に示したものである。

【0047】

第2のモードではPN電圧補正係数 k_{pn} が1以下の場合が存在し、その時にはモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* が抑制されることから交流電源電流 I_{ac} のピークも第1のモードに比べて抑制されることを示す。

【0048】

図7は速度指令 W^* が100Hz付近においてPN電圧補正手段16の第1のモードで動作させた結果であり、図8は第2のモードで動作させた結果である。

【0049】

実際に、PN電圧補正手段16の第2のモードで動作させた時の交流電源電流 I_{ac} のピークが抑制され、交流電源電流の3次高調波成分を低減させることができる。

【0050】

上述したように、PN電圧補正手段16の第1のモードと第2のモードの併用によって、インダクションモータの安定した駆動の維持を図る運転領域と交流電源電流の3次高調波成分の抑制を図る運転領域との選択が可能なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現できる。

【0051】

なお、本発明は上述の実施例のようにV/F制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に限定されるものではなく、周知のベクトル制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置においても本発明は適用可能である。

【0052】

なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができる場合のどちらにおいても本発明は適用可能である。

【0053】

(実施の形態 2)

図 9 は、直流電圧基準値演算手段 19 で導出される直流電圧基準値 V_{pn0} を、外部から与えられたインダクションモータ 4 の速度指令 W^* に応じて変化させた一例を示したものである。

【0054】

図 10 は、図 9 に示した直流電圧基準値演算手段 19 の特性において速度指令 W^* が 80 Hz の時と 100 Hz の時の動作を模式的に示したものである。

【0055】

100 Hz の時は 80 Hz の時に比べ、PN 電圧補正係数 k_{pn} が全体的に下がることになり、モータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* も抑制されることになる。

【0056】

その結果、インダクションモータ 4 はよりモータ印加電圧を要求する状態となり、図 11 に示す動作結果のように交流電源電流 I_{ac} が流れない状態の期間が短くなり、交流電源電流の 3 次高調波成分を低減させることができている。

【0057】

(実施の形態 3)

本発明に係るインバータ運転周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では小容量コンデンサを用いているため、図 12 のようにインバータ直流電圧は交流電源周波数 f_s の 2 倍の周波数で大きく脈動する。そのため、インバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の偶数倍となる周波数では、インバータ直流電圧が脈動する周波数（交流電源周波数 f_s の 2 倍の周波数）と同期し共振現象が生じてしまう。

【0058】

図 13 はインバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の 2 倍となる場合の動作結果で、インバータ直流電圧が脈動する周波数と同期して共振現象が生じ、モータ電流においては負の直流成分が重畳されていることがわかる。

【0059】

そのため、インダクションモータにはブレーキトルクが発生し、出力トルクの減少やモータ損失が増加するといった悪影響が生じてしまう。

【0060】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5 mH、小容量コンデンサの容量は10 μ F、交流電源は220 V (50 Hz)、インバータ運転周波数は100 Hz (ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい)、インバータキャリア周波数は5 kHzである。そこで、インバータ運転周波数 f_1 の設定において、インバータ運転周波数 f_1 が式(6)となるような場合で定常的に固定されるのを回避する必要がある。

【0061】

【式6】

$$f_1 = 2nf_s \pm \Delta f \quad \text{..... (6)}$$

ここで、 n は整数、 Δf は予め設定された周波数幅であり、周波数幅 Δf に関しては基本的には上述の共振現象の影響が少なくなるように設定しておく。

【0062】

また、インバータ運転周波数 f_1 が式(6)で求められる共振周波数を越える場合には、加速あるいは減速といった過渡状態で一気にインバータ運転周波数 f_1 を変更させ、共振周波数で固定することを回避する。

【0063】

なお、周波数幅 Δf は必ずしも設定する必要はなく、運転状況(軽負荷時など)によっては設定しなくとも良い(この場合は $\Delta f = 0$ とすれば良い)。

【0064】

以上により、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

【0065】

(実施の形態4)

本発明に係る小容量コンデンサおよび小容量リアクタの仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0066】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、交流電源電流の高調波成分を抑制して IEC 規格をクリアするために、小容量コンデンサと小容量リアクタとの共振周波数 f_{LC} (LC 共振周波数) を交流電源周波数 f_S の 40 倍よりも大きくなるように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定する。

【0067】

ここで、小容量コンデンサの容量を C [F]、小容量リアクタのインダクタンス値を L [H] とすると、LC 共振周波数 f_{LC} は式 (7) のように表される。

【0068】

【式 7】

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{..... (7)}$$

即ち、 $f_{LC} > 40 f_S$ を満たすように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定するものである (IEC 規格では交流電源電流の高調波成分において第 40 次高調波まで規定されているため)。

【0069】

以上により、小容量コンデンサおよび小容量リアクタの組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制して、IEC 規格をクリアすることが可能となる。

【0070】

次に、小容量コンデンサの容量の決定について以下に説明する。

【0071】

インバータが停止した際には、小容量コンデンサがインダクションモータの回生エネルギー (停止直前までインダクションモータのインダクタンス成分に蓄えられていた磁気エネルギー) を吸収してインバータの直流電圧値が上昇するため、そのときの直流電圧の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コン

デンサの容量を決定する。

【0072】

上記の構成によって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

【0073】

なお、小容量リアクタのインダクタンス値は上述の方法で自動的に決定することができる。

【0074】

(実施の形態5)

本発明に係るインバータキャリア周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0075】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、小容量コンデンサに蓄えられる電気エネルギーが小さいため、電気エネルギーが不足するような場合でもインダクションモータの駆動を維持するためには小容量リアクタの磁気エネルギーを併用するしかないため、リアクタ電流波形（ダイオードブリッジを通った後の電流で、概ね交流電源電流の絶対値をとった電流と等しい）はインバータのキャリア周波数（チョッピング）の影響を大きく受けてしまう。

【0076】

そのため、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を設定する。

【0077】

ここで、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を動作させた場合の結果を図14～図16に示す。それぞれ図14はキャリア周波数が3.3kHz時、図15は5kHz時、図16は7.5kHz時の動作結果であり、リアクタ電流波形を比較すれば、リアクタ電流（もしくは交流電源電流）はキャリア周波数による依存性が大きいことがわかる。

【0078】

また、それぞれの交流電源力率値をデジタルパワーメータにて測定したところ、図14のキャリア周波数が3.3kHz時には0.878、図15の5kHz時には0.956、図16の7.5kHzには0.962となった。

【0079】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5mH、小容量コンデンサの容量は10 μ F、交流電源は220V（50Hz）、インバータ運転周波数は57Hz（ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、交流電源における入力電力は900Wである。

【0080】

ここで、例えば予め設定した交流電源力率値が0.9である場合には、キャリア周波数を3.3kHz～5kHzの間に設定すれば良いことになり、最終的には予め設定した交流電源力率値（この場合は0.9）を満足しつつ、最もキャリア周波数が低くなるように決定する。

【0081】

以上により、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

【0082】**【発明の効果】**

上記から明らかなように、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される極めて小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための極めて小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、インバータの直流電

圧基準値を決定する直流電圧基準値演算手段と、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧値が直流電圧基準値以上の場合において、PN電圧補正係数に1を設定する第1のモードと、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することにより得られた結果をそのまま設定する第2のモードを有するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段とを備えるもので、この構成によれば、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させながら、インダクションモータのより安定した駆動の維持を図る運転領域と、交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分の特に3次成分を抑制する運転領域との選択が可能となるという効果を奏する。

【0083】

また、本発明は、直流電圧基準値演算手段で決定される直流電圧基準値は、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に応じて可変とするもので、この構成によれば、更に交流電源電流の3次高調波成分抑制を図る運転領域を拡大することが可能となるという効果を奏する。

【0084】

また、本発明は、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するもので、この構成によれば、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能であるという効果を奏する。

【0085】

また、本発明は、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電

源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するもので、この構成によれば、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能であるという効果を奏する。

【0086】

また、本発明は、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定するもので、この構成によれば、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能であるという効果を奏する。

【0087】

また、本発明は、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定するもので、この構成によれば、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能であるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図2】

本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第1のモードを示す図

【図3】

本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第2のモードを示す図

【図4】

本発明の第1の実施形態における動作結果を示す図

【図5】

本発明の第1の実施形態における動作時の電流方向を示す図

【図6】

本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第1のモードと第2のモ

ードの動作を示す図

【図 7】

本発明の第 1 の実施形態における P N 電圧補正手段の第 1 のモードの動作結果を示す図

【図 8】

本発明の第 1 の実施形態における P N 電圧補正手段の第 2 のモードの動作結果を示す図

【図 9】

本発明の第 2 の実施形態における直流電圧基準値の特性を示す図

【図 10】

本発明の第 2 の実施形態における動作を示す図

【図 11】

本発明の第 2 の実施形態における動作結果を示す図

【図 12】

本発明の第 3 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図

【図 13】

本発明の第 3 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図

【図 14】

本発明の第 5 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図

【図 15】

本発明の第 5 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図

【図 16】

本発明の第 5 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 3 の動作結果を示す図

【図 17】

一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図 18】

一般的な V/F 制御パターンの一例を示す図

【図 19】

図 17 のインダクションモータ駆動用インバータ装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した線図

【図 20】

従来の直流電源装置図

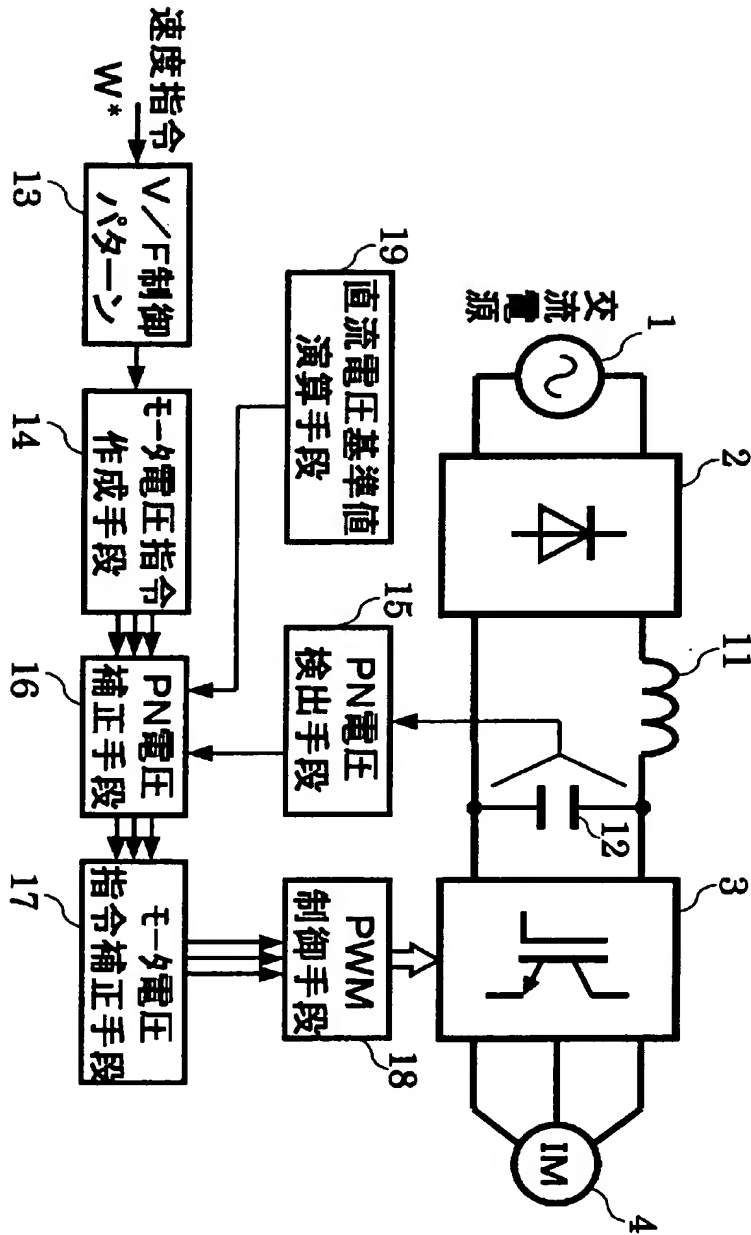
【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 整流回路
- 3 インバータ
- 4 インダクションモータ
- 11 小容量リアクタ
- 12 小容量コンデンサ
- 13 V/F 制御パターン
- 14 モータ電圧指令作成手段
- 15 P N 電圧検出手段
- 16 P N 電圧補正手段
- 17 モータ電圧指令補正手段
- 18 PWM 制御手段
- 19 直流電圧基準値演算手段

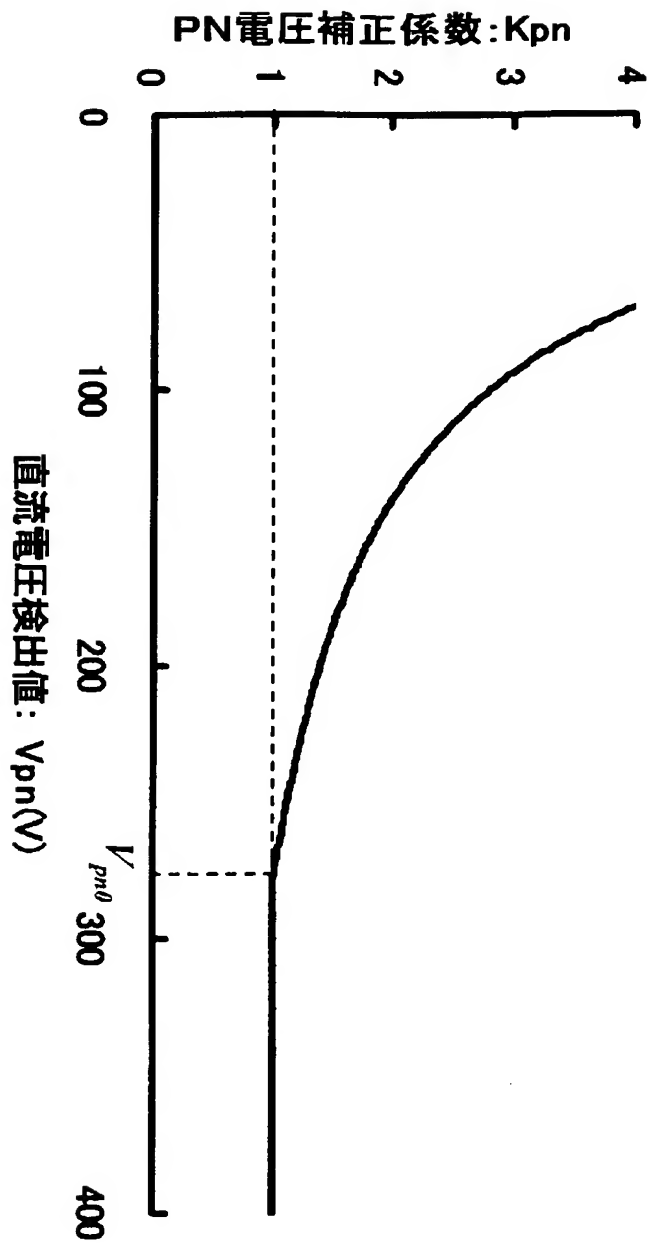
【書類名】

図面

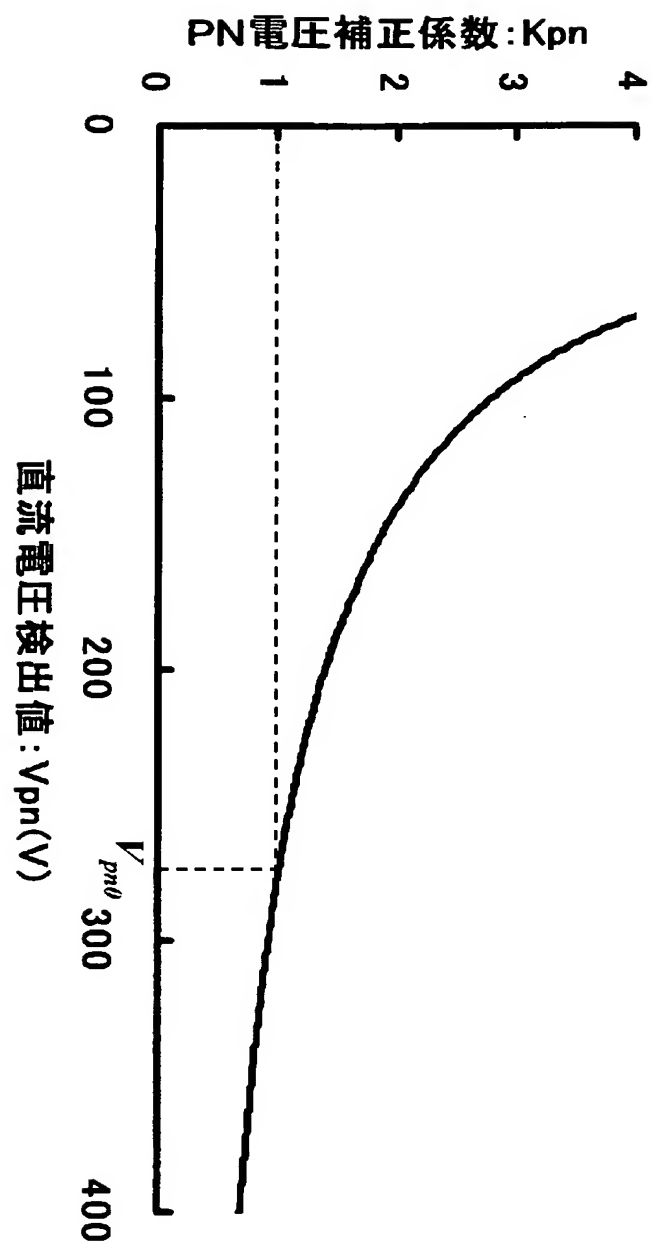
【図 1】



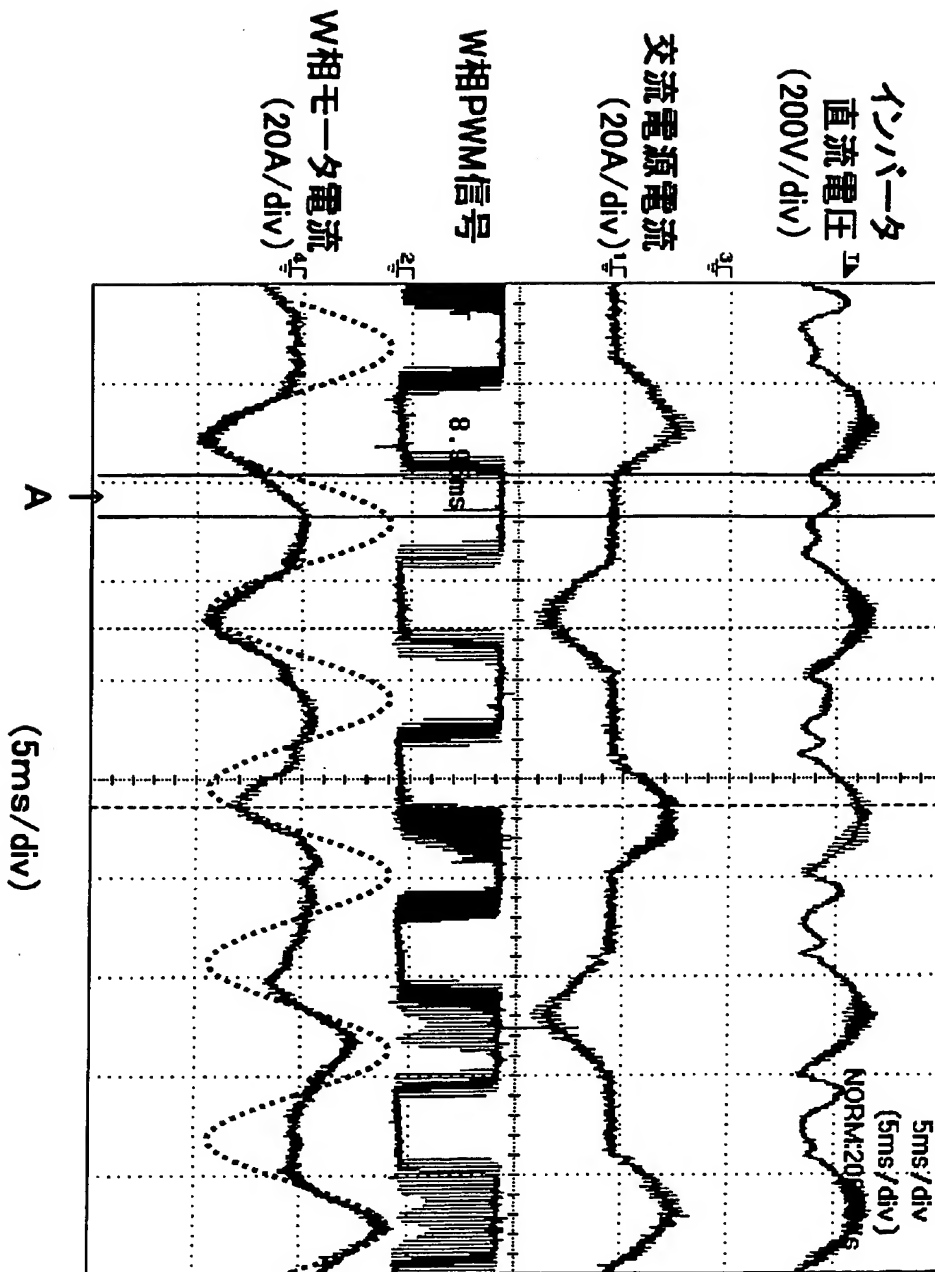
【図 2】



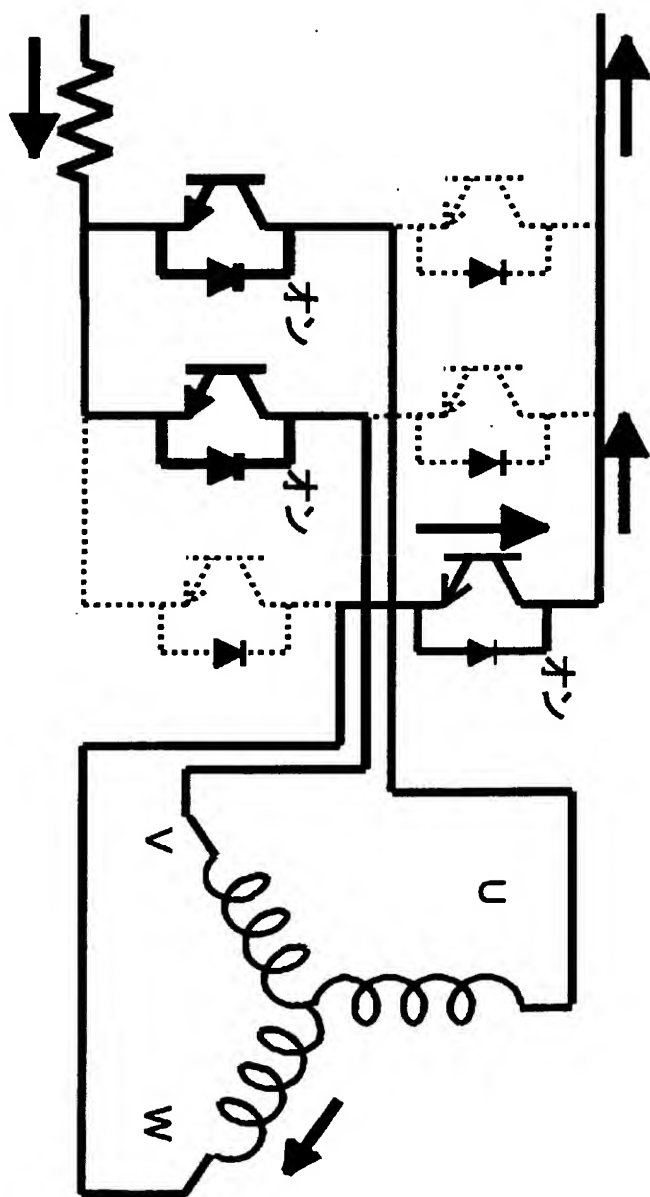
【図3】



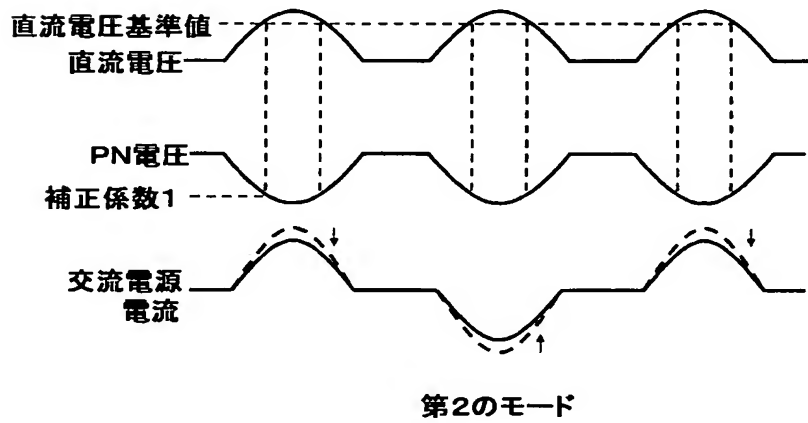
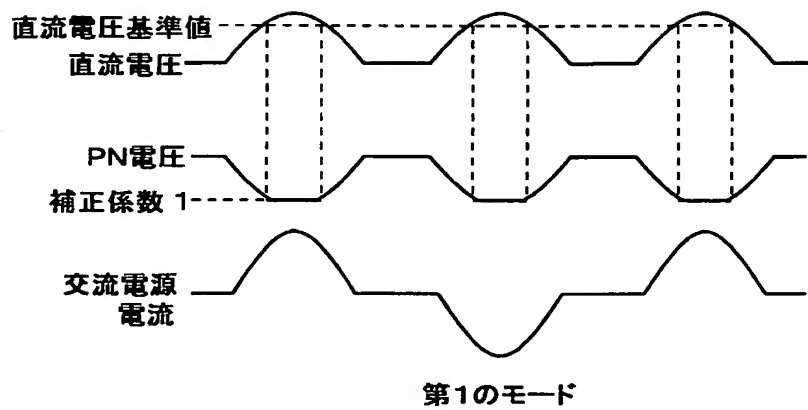
【図 4】



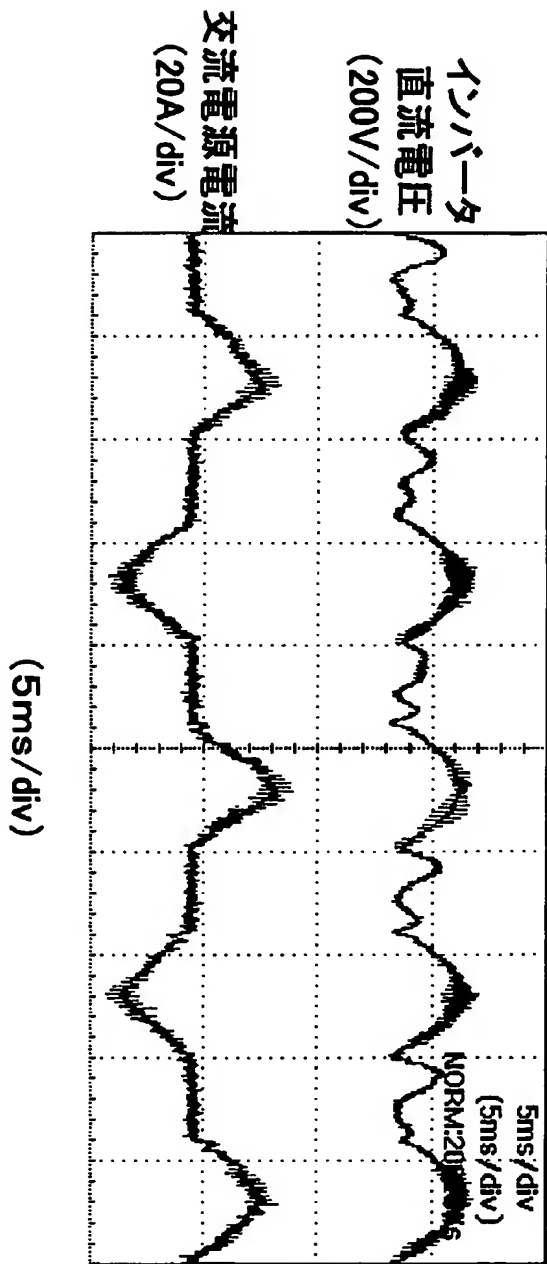
【図 5】



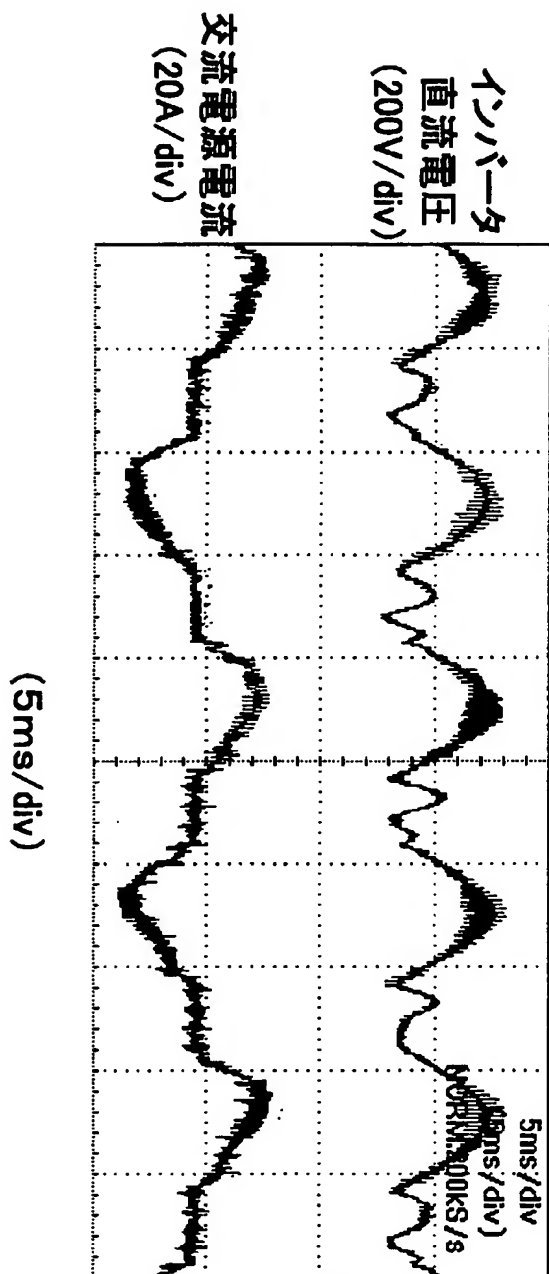
【図 6】



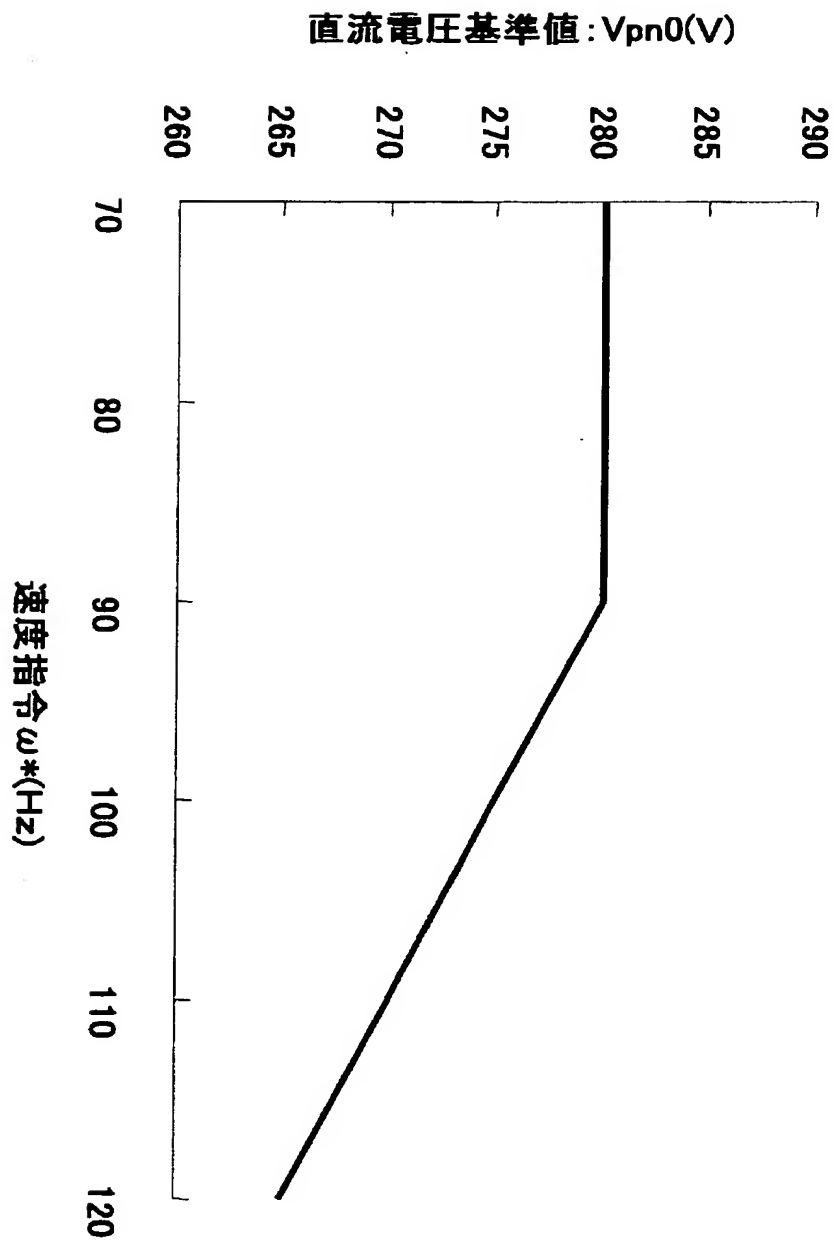
【図 7】



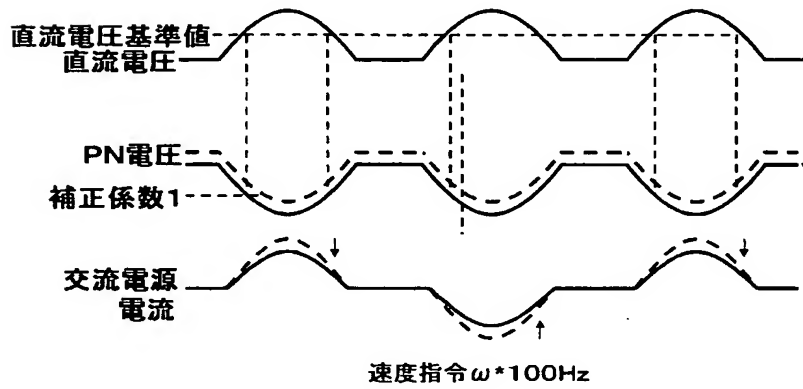
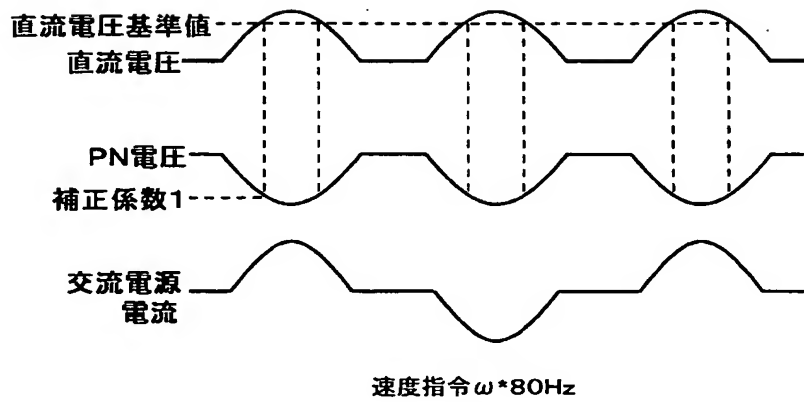
【図 8】



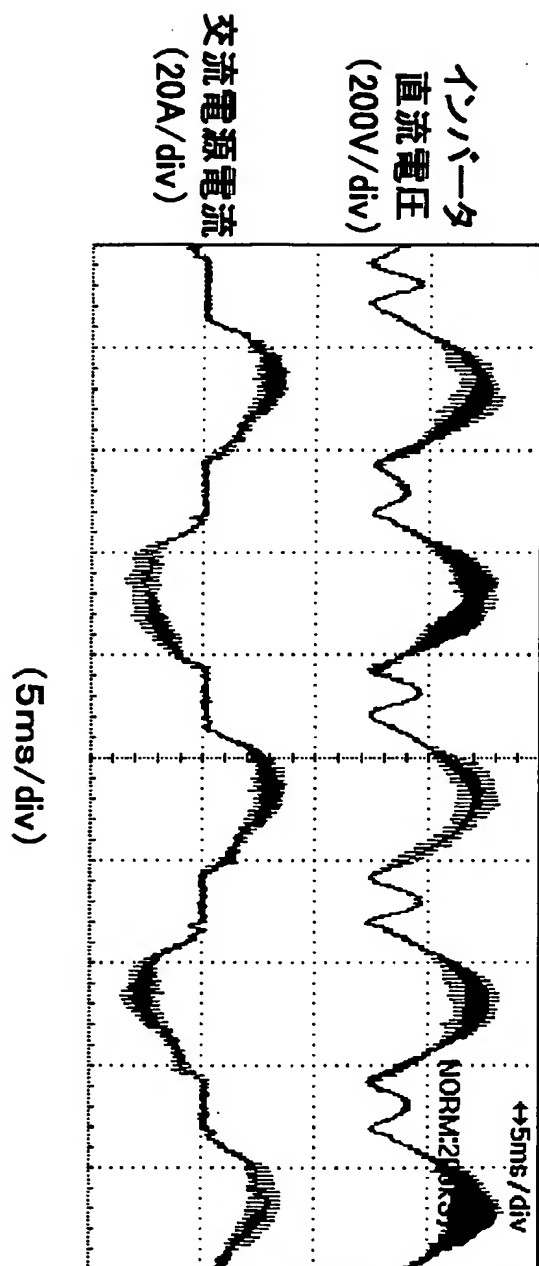
【図 9】



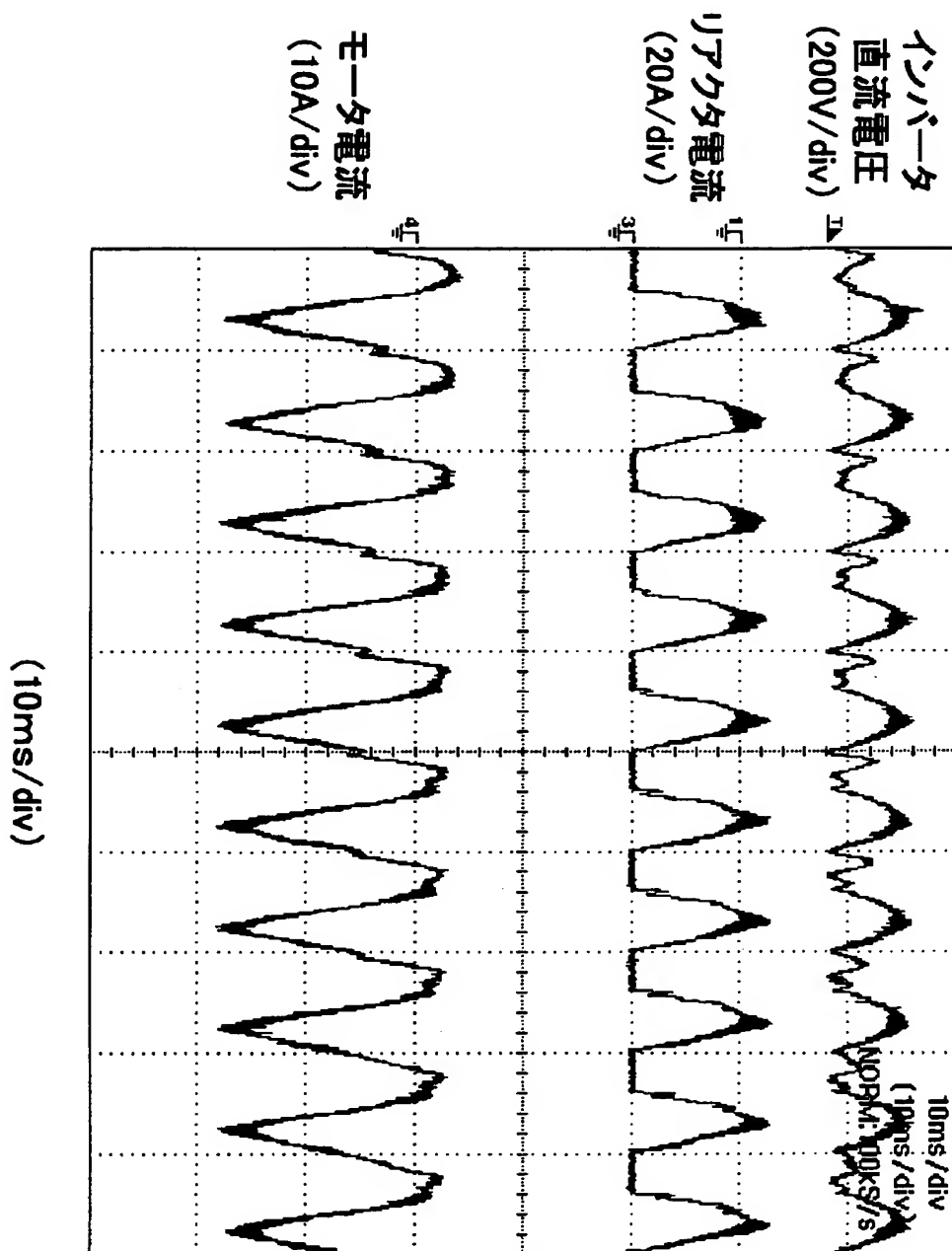
【図 10】



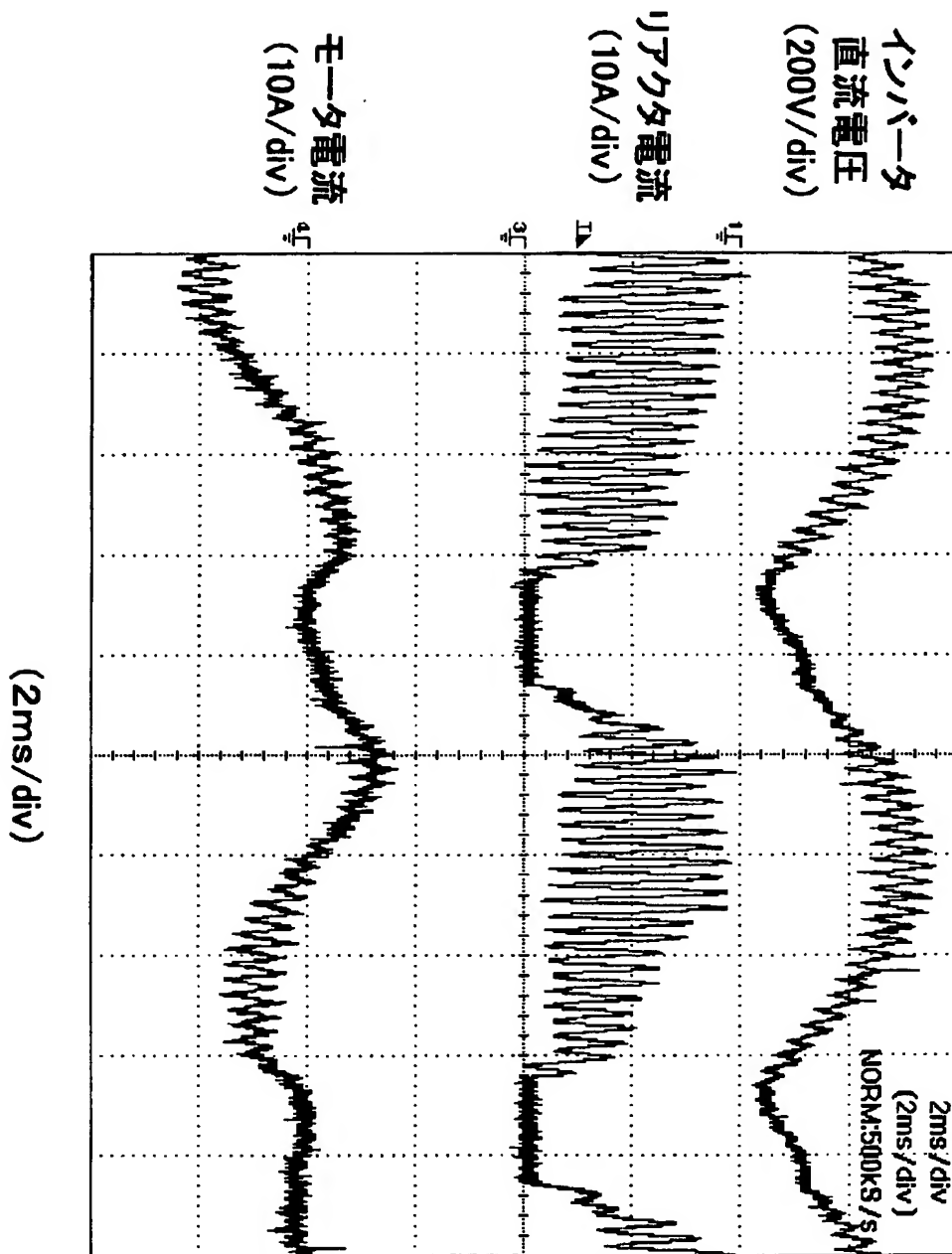
【図 11】



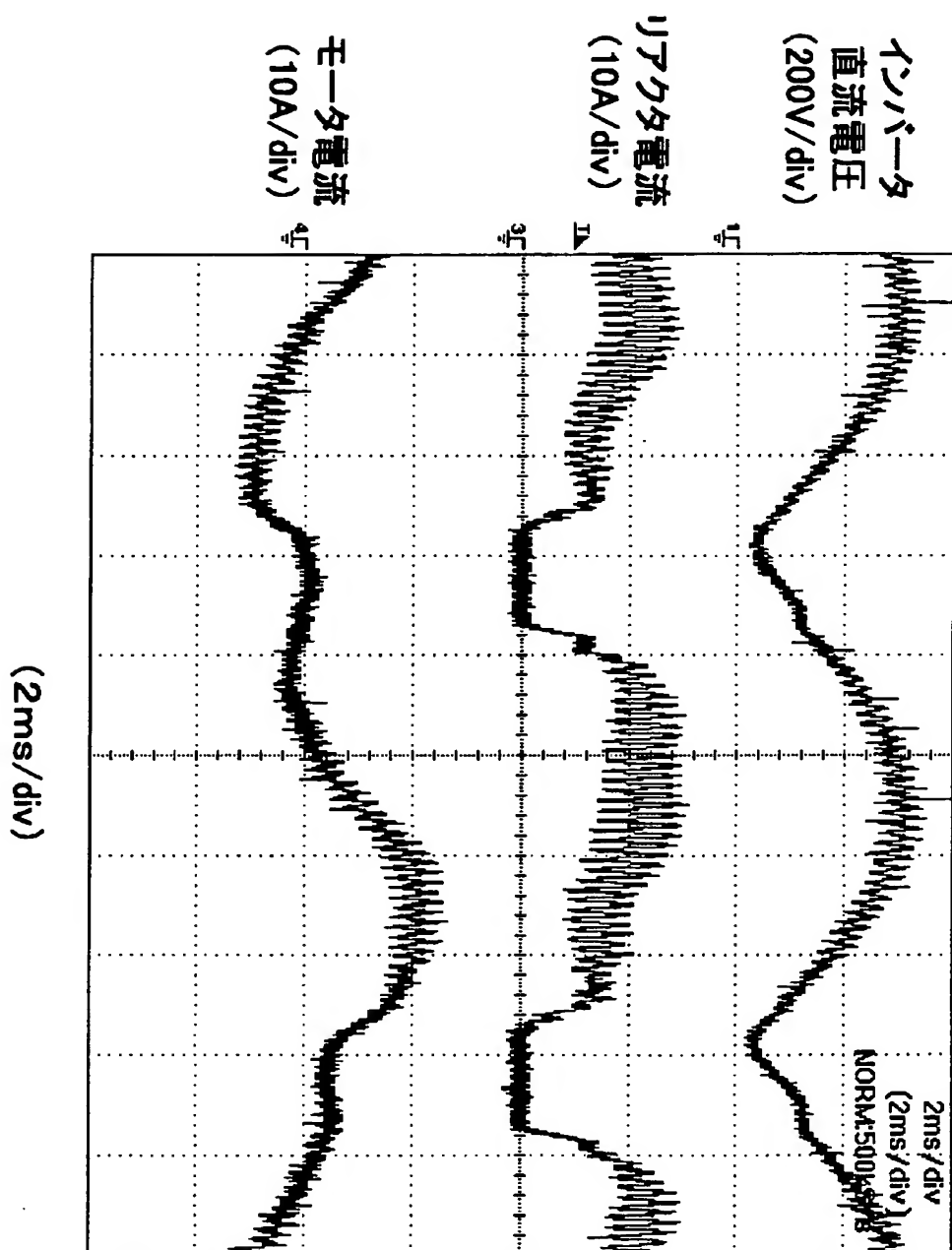
【図 13】



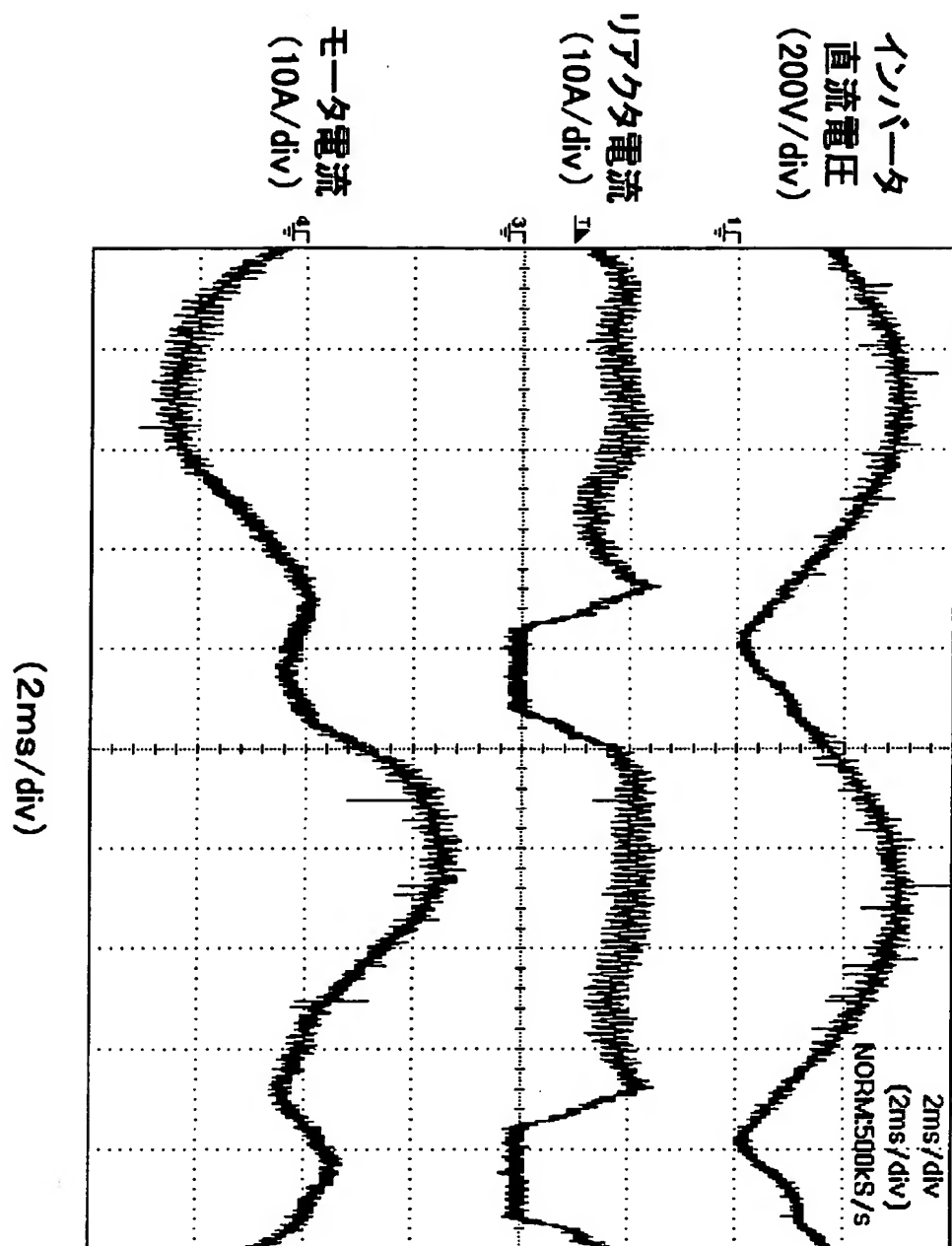
【図 14】



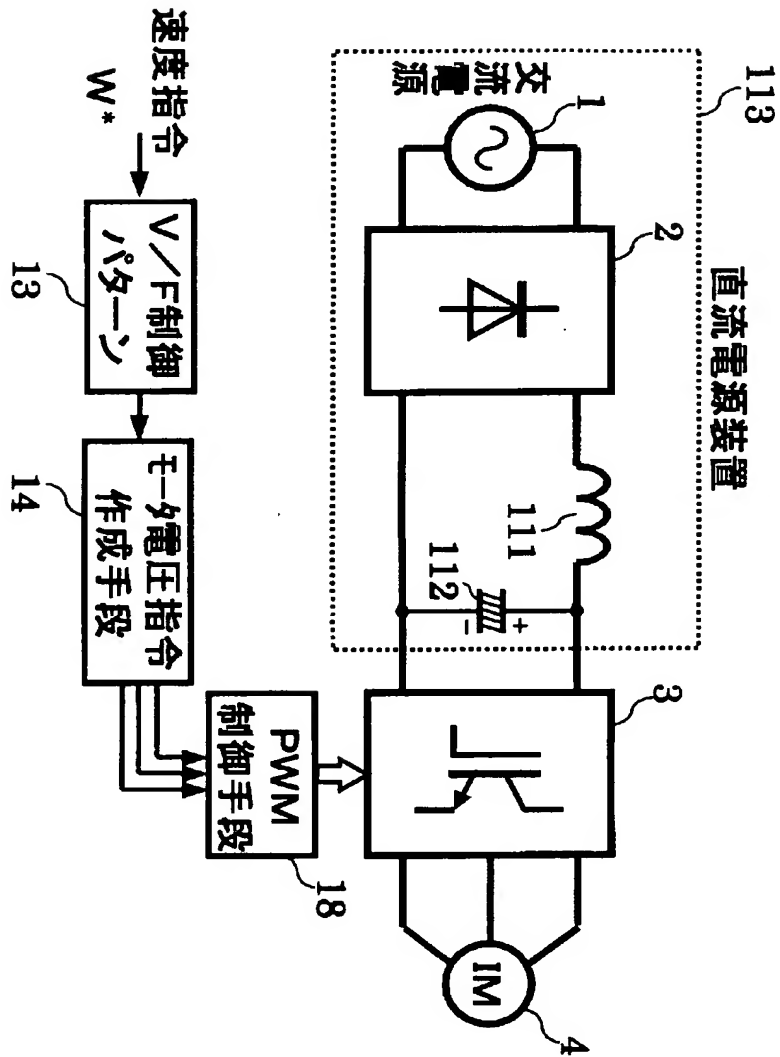
【図 15】



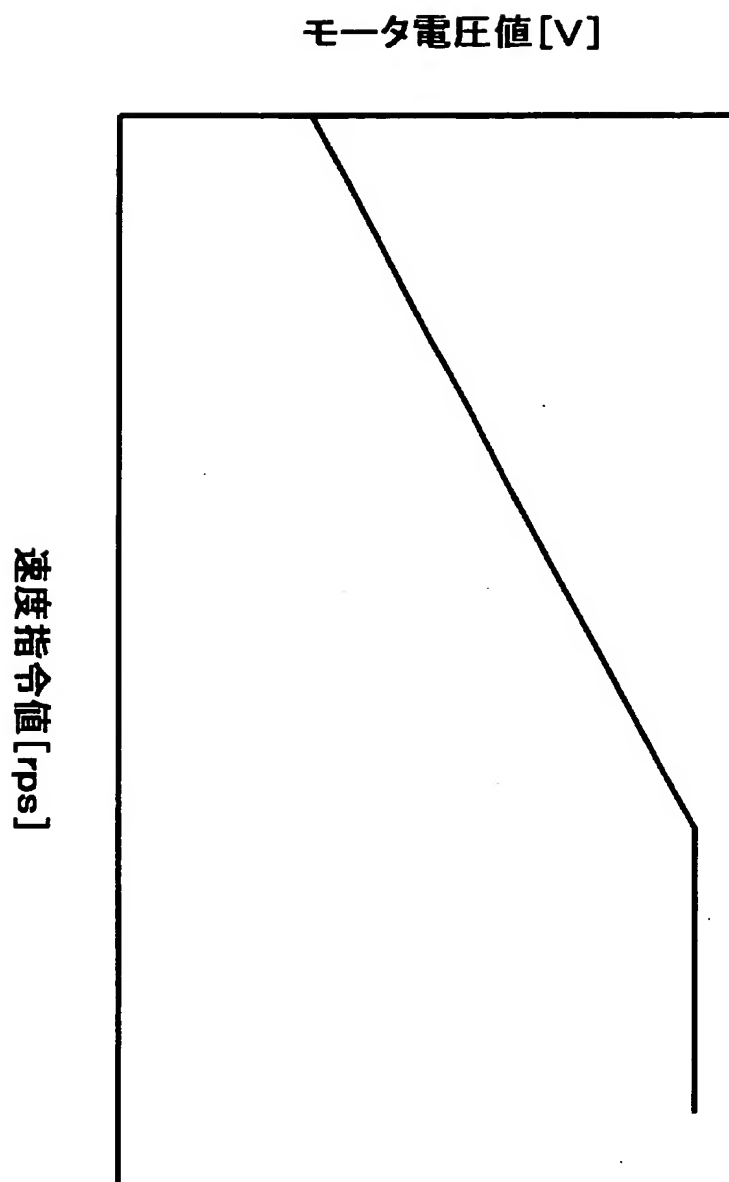
【図16】



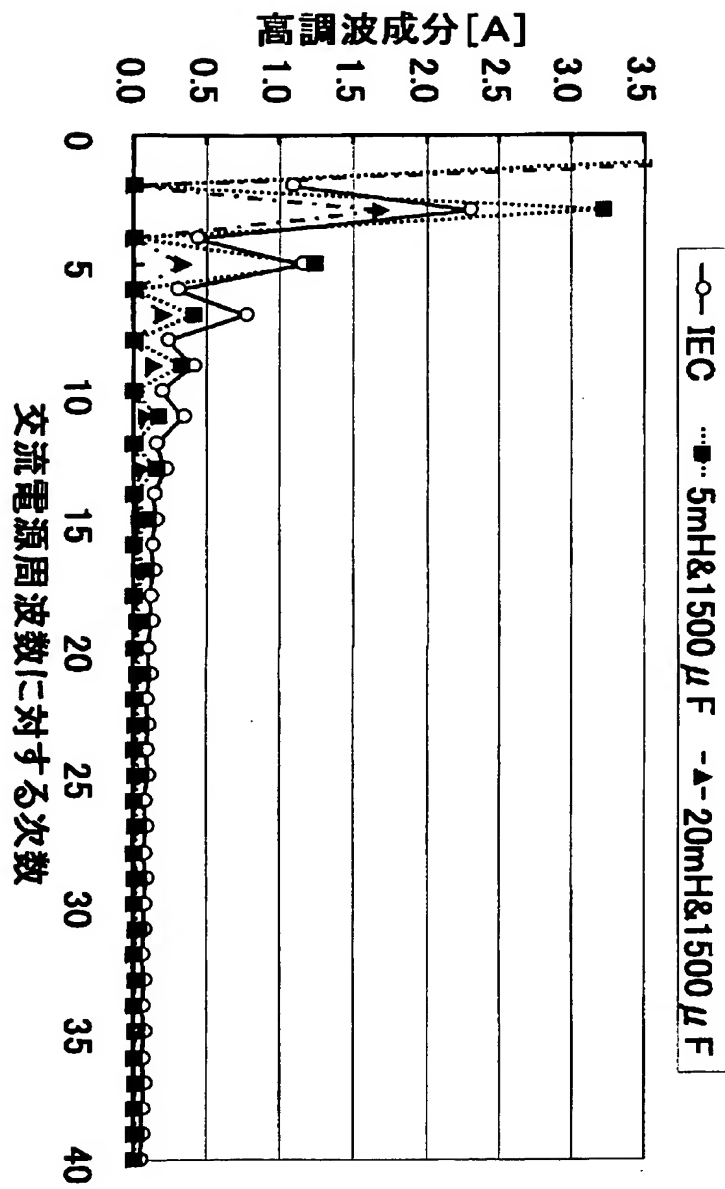
【図 17】



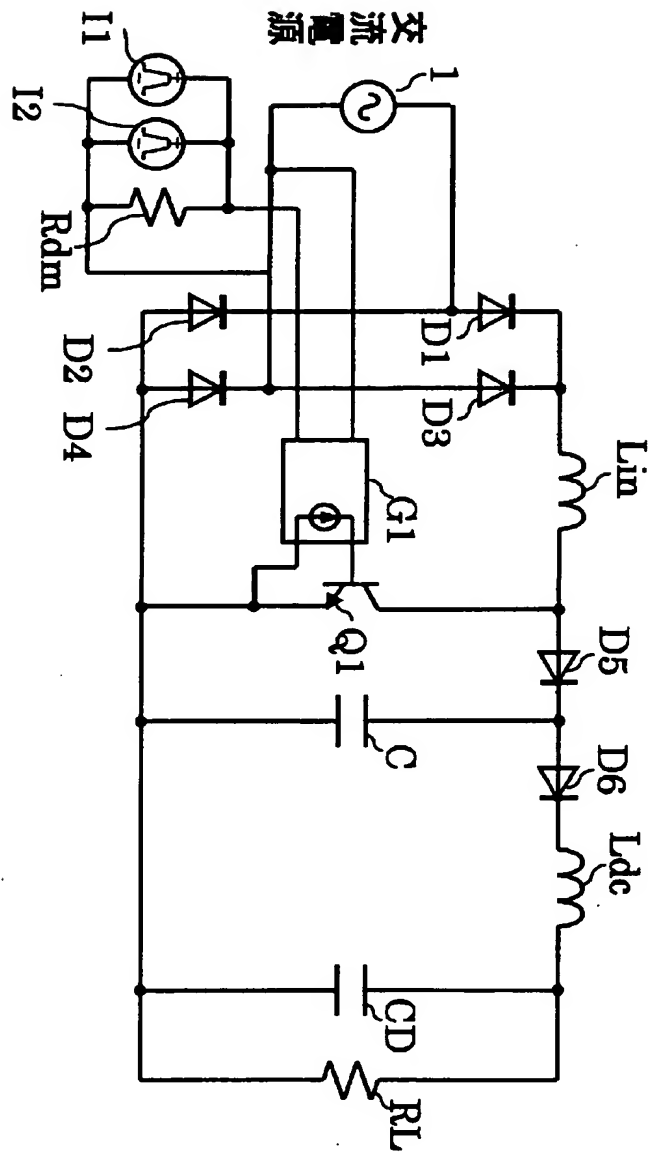
【図18】



【図 19】



【図 20】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。

【解決手段】 直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することにより P N 電圧補正係数を導出し、直流電圧検出が直流電圧基準値以上の場合において、P N 電圧補正係数に 1 を設定する第 1 のモードと、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算した値を設定する第 2 のモードを有する P N 電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られるモータ電圧指令値と P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを掛け合わせるによりモータ電圧指令値の電圧補正を行ない、モータ電圧指令補正值を作成する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 8 8 4 3 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名 松下電器産業株式会社